

원형 섹터 마이크로스트립 안테나

정희원 박 동 국*, Tatsuo Itoh**

Circular Sector Microstrip Antenna

Dong-kook Park*, Tatsuo Itoh** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 하나의 급전선을 갖는 원형 섹터 마이크로스트립 안테나를 사용하여 서로 수직한 편파 특성을 갖는 이중주파수 안테나를 설계하였다. 여기되는 모드 및 주파수를 공진기 모델을 사용하여 계산하였으며, 반경과 섹터 각도를 파라미터로 하여 여기되는 두 주파수를 설계할 수 있었다. 약 2GHz 대역에서 동작하는 안테나를 제작하여 안테나의 특성을 측정하였다. 안테나의 반경을 고정하고 섹터 각도를 75° 에서 120° 까지 변화시켜, 여기 되는 두 주파수의 비가 1.08에서 1.518까지 변하는 것을 볼 수 있었다.

ABSTRACT

In this paper we designed a single fed dual-frequency circular sector microstrip antenna with orthogonal polarization. The excited modes and operating frequencies of the antenna are calculated by using cavity model. The two frequencies of the antenna depend on the sector angle and radius of the antenna. We made the antenna operating at about 2 GHz and measured the antenna characteristics. When the radius of the antenna is fixed and its sector angle is varied from 75° to 120° , the ratio of two frequencies is a range 1.08 to 1.518.

I. 서 론

최근 사각형 마이크로스트립 패치^[1], 사각형 노치(notch)를 갖는 정방형 마이크로스트립 패치^[2] 및 슬릿을 갖는 원형 패치 안테나^[3]를 사용하여 서로 수직한 편파 특성을 갖는 이중주파수(dual-frequency) 안테나 개발에 대한 연구가 있었다. 본 논문에서는 원형 섹터 마이크로스트립 안테나를 사용하여 서로 수직한 편파 특성을 갖는 이중주파수 안테나를 개발하고자 한다.

2장에서 원형 섹터 패치 안테나의 여기 모드를 공진기 모델을 이용하여 구하고, 기본 모드와 1차 고차 모드를 사용하는 이중주파수 안테나를 설계하였다. 3장에서 L 밴드 대역에서 동작하는 안테나를 제작하여 실험한 결과에 대해 기술하였으며, 4장에서 결론을 맺었다.

II. 안테나 설계 이론

본 논문에서 제안하는 안테나의 구조를 그림 1에 나타내었다. 유전체 기판의 상대유전율이 ϵ_d , 두께가 h 이며, 원형 섹터의 각(sector angle)은 ϕ_0 , 반경은 a 로서 마이크로스트립 선로로 한 점에서 급전이 되고 있다.

먼저 이 안테나의 동작주파수를 구하기 위하여 일반적으로 마이크로스트립 패치 안테나 해석에서 많이 사용되고 있는 공진기 모델(cavity model)을 사용하였다^[4]. 즉 원형 섹터 안테나를 전기벽(electric wall) (접지면과 원형 섹터 패치)과 자기벽(magnetic wall) (접지면과 패치 사이의 둘레를 따라 형성)으로 만들어진 공진기(cavity)로 가정을 하였다. 이 가정은 유전체 기판의 두께 h 가 파장에 비해 충분히 작을 경우 타당하다. 여기서 마이크로스

* 한국해양대학교 전파정보통신공학부 교수(dkpark@kmaritime.ac.kr), ** 미국 UCLA Dept. of Electrical Eng. 교수
 논문번호 : K01065-0210, 접수일자 : 2001년 2월 10일

트립 급전선은 무시하였다. 이러한 가정으로부터 공진기 내부에는 z 방향을 진행방향으로 고려할 때 TM 모드가 여기가 되며, 전계 E_z 는 다음과 같이 고유함수의 중첩으로 구할 수 있다.

$$E_z = -j\omega \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} A_{nm} J_{\nu_n}(k_{\nu_n,m} \rho) \cos \nu_n \phi \quad (1)$$

여기서 ω 는 각주파수, A_{nm} 은 임의의 상수, J_{ν_n} 은 차수가 ν_n 인 제 1종 Bessel 함수를 나타내며, $\nu_n = \frac{n\pi}{\phi_0}$, $k_{\nu_n,m} = \frac{x_{\nu_n,m}}{a}$, x_{ν_n} 은 $\frac{\partial J_{\nu_n}(x)}{\partial x} = 0$ 의 해를 나타낸다.

식 (1)로부터 원형 섹터 마이크로스트립 안테나에 무수히 많은 모드가 여기 될 수 있음을 알 수 있고, 여기 된 TM $\nu_{n,m}$ 모드의 공진주파수 $f_{\nu_n,m}$ 는 식 (2)와 같이 주어진다.

$$f_{\nu_n,m} = \frac{x_{\nu_n,m} \cdot c}{2\pi a_{eff} \sqrt{\epsilon_d}} \quad (2)$$

여기서 c 는 광속도를 나타내며, a_{eff} 는 원형 패치 안테나에서 누설전자계(fringing field)를 고려한 등가 반경으로서 식 (3)과 같이 주어진다^[5].

$$a_{eff} = a \left[1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_d} \left(\ln \frac{\pi a}{2h} + 1.7726 \right) \right]^{1/2} \quad (3)$$

본 논문에서 제안하는 안테나는 완전한 원형이 아닌 원의 일부를 사용하지만 원형 패치에 적용되는 식 (3)을 사용하여 안테나의 공진주파수를 계산하였다. 3장에서 실험을 통하여 식 (2)의 오차 범위에 대해 설명하였다.

한편 그림 2에 $\epsilon_r = 10.2$, $h = 1.27\text{mm}$, $a = 22.7\text{mm}$ 인 경우 원형 패치의 섹터 각도 ϕ_0 에 따라 여기되는 기본 모드 및 1차 및 2차 고차모드(higher mode)의 공진주파수를 식 (2)를 사용하여 나타내었다. 그림 2로부터 섹터 각도 ϕ_0 가 약 135° 보다 작은 경우 기본모드는 $TM_{\nu_1,1}$ 이며 1차 고차모드는 $TM_{0,1}$ 가 됨을 알 수 있다.

또한 식 (2)로부터 원형 섹터 패치의 반경 $a = 22.7\text{mm}$ 및 유전상수 $\epsilon_r = 10.2$ 로 고정되어 있을 때, 기본모드 $TM_{\nu_1,1}$ 의 공진주파수를 f_1 , $TM_{0,1}$ 모드의 공진주파수를 f_2 라 하면, 여기되는 두 주파수의 비 f_2/f_1 은 식 (2)로부터 식 (4)와 같이 원형 섹터 각 ϕ_0 의 함수가 된다.

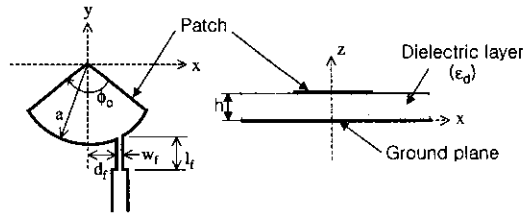


그림 1. 원형 섹터 마이크로스트립 안테나의 개략도

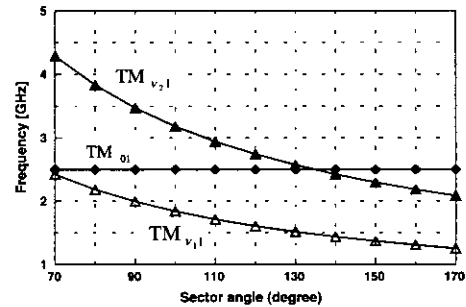


그림 2. 섹터 각도에 따른 처음 3개의 여기 모드 및 공진주파수

$$\frac{f_2}{f_1} = \frac{x_{0,1}}{x_{\nu_1,1}} = f(\phi_0) \quad (4)$$

이것은 그림 2로부터도 알 수 있다. 그러므로 식 (2)와 식 (4)을 사용하면 원형섹터 각 ϕ_0 와 반경 a 를 파라미터로 하여 원하는 주파수 대역의 이중 주파수 안테나를 설계할 수 있다.

한편 그림 3에 $\epsilon_d = 10.2$, $h = 1.27\text{mm}$, $a = 22.7\text{mm}$, $\phi_0 = 96^\circ$ 인 경우에 여기될 수 있는 기본모드 및 1차 고차모드의 전계 E_z 의 분포를 살펴보기 위해 식 (1)의 $J_{\nu_n}(k_{\nu_n,m} \rho)$ 와 $\cos \nu_n \phi$ 함수의 특성을 살펴보았다. 그림 3(a)에 ρ 에 따라 $J_{\nu_n}(k_{\nu_n,m} \rho)$ 의 변화를 나타내었으며, (b)에 ϕ 에 따른 $\cos \nu_n \phi$ 함수의 변화를 나타내었다. 그림 3(a)에서 1차 고차모드인 $TM_{0,1}$ 모드는 $\rho = 0.6275 \cdot a$ 인 지점에서 전계의 세기가 영이 되며 $\rho = 0$ 에서 최대값을 가짐을 알 수 있다. 또한 그림 3(b)에서 기본모드인 $TM_{\nu_1,1}$ 모드는 $\phi = 0.5 \cdot \phi_0$ 인 지점에서 전계의 세기가 영이 되며 $\phi = 0^\circ$ 과 $\phi = \phi_0$ 에서 최대가 됨을 알 수 있다. 이것은 FDTD 시뮬레이션[6]을 통해 구한 기본모드와 $TM_{0,1}$ 모드의 전계의 크기를 나타낸 그림 4로부터도 알 수 있다. 따라서 그림 3으로부터 $\phi = 0.5 \cdot \phi_0$ 인 지점과 $\rho = 0.6275 \cdot a$ 인 지점을 피하여 급전을 하면, 1차 고차모드인 $TM_{0,1}$ 모드와 기

본 모드 모두가 여기가 됨을 알 수 있다.

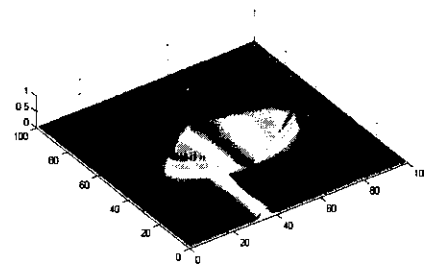
또한 그림 4로부터 알 수 있듯이 기본모드인 TM_{ν_1} , $\nu_1=1.875$ 모드와 1차 고차모드인 TM_{01} 모드는 자기력에 흐르는 자기면전류밀도(magnetic surface current density)를 살펴보면 원거리에서 TM_{01} 모드는 E_ϕ 성분의 전계를 여기시키며, 기본 모드인 TM_{ν_1} , $\nu_1=1.875$ 모드는 E_ρ 성분의 전계를 여기시킨다. 즉 서로 수직(orthogonal)한 편파(polarization) 특성을 갖는 것을 알 수 있다.

위에 서술한 성질을 사용하면 하나의 마이크로스트립 급전선로를 통해 기본모드 TM_{ν_1} , $\nu_1=1.875$ 와 TM_{01} 모드를 사용하는 서로 수직한 편파 특성을 갖는 이중주파수 안테나를 설계할 수 있다.

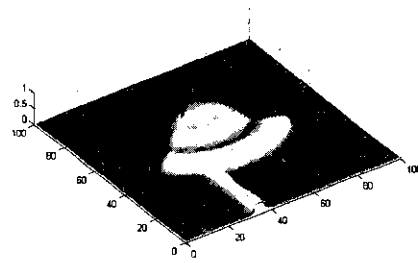
III. 실험 결과

유전상수 $\epsilon_d=10.2$, 손실 탄젠트 0.0023, 두께 $h=1.27\text{mm}$ 인 유전체 기판에 반경 $a=22.7\text{mm}$ 이며, $w_f=0.2\text{mm}$, $l_f=15\text{mm}$, $d_f=3\text{mm}$ 인 원형 섹터 안테나를 제작하였다(그림 1 참고). 일반적으로 마이크로스트립 안테나는 안테나 대역폭과 효율을 개선하기 위해 유전율이 낮은 기판을 사용하게 되지

만 본 논문에서는 휴대형 단말기 등에 사용할 목적으로 안테나의 크기를 작게 만들기 위해 고유전율 기판을 사용하였다. 섹터 각도 ϕ_0 만을 변화시켜 제작한 안테나의 return loss 특성을 측정하여 그림 5에 나타내었다.

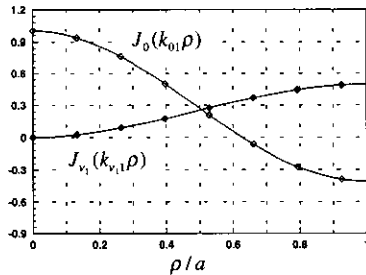


(a) TM_{ν_1} , $\nu_1=1.875$ 모드

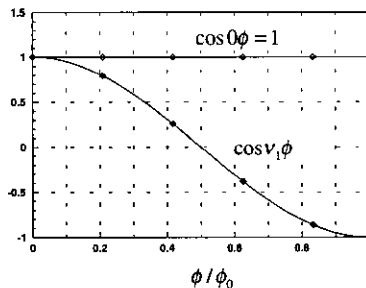


(b) TM_{01} 모드

그림 4. FDTD 시뮬레이션으로 구한 전계



(a) ρ 에 따라 $J_{\nu_n}(k_{\nu_n}\rho)$ 의 변화



(b) ϕ 에 따른 $\cos \nu_n\phi$ 함수의 변화

그림 3. 함수 $J_{\nu_n}(k_{\nu_n}\rho)$ 과 $\cos \nu_n\phi$

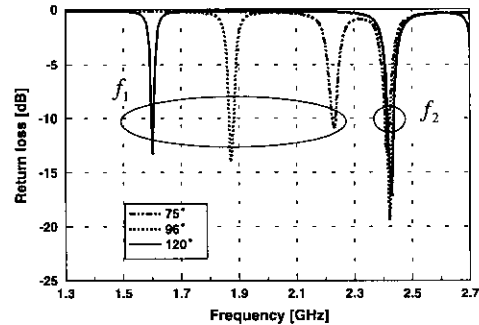


그림 5. 측정된 return loss 특성

또한 그림 6에 섹터 각도에 따라 여기되는 두 공진주파수 및 두 주파수의 비를 식 (2)를 사용하여 계산한 값과 실험치를 비교하여 나타내었다. 섹터 각도가 75° 에서 120° 범위에서 변할 때 여기되는 두 주파수의 비 f_2/f_1 가 1.08 ~ 1.518인 범위에서 얻어졌다. 그림 6에서 f_1 은 실험치와 계산치의 차이

가 적은 반면에 f_2 는 두 값의 차이가 약 4% 정도로 f_1 의 오차에 비해 크게 나타난다. 이것은 그림 4로부터 볼 수 있듯이 공진주파수 계산에 영향을 미치는 길이가 f_1 주파수(TM_{011} 모드)에서는 원형섹터의 각도에 의존하지만, f_2 주파수(TM_{01} 모드)의 경우 원형섹터의 반지름에 의존하므로, 원형패치 안테나의 반경 계산식을 사용한 식 (3)을 원형섹터 안테나에 사용하므로 인해 f_2 계산에 더 큰 오차를 야기한 것으로 사료가 된다. 그러나 그림 6으로부터 식 (2)를 사용한 계산치가 약 4%의 오차 범위내에서 실험치와 잘 일치하므로 안테나 설계의 초기값 계산에 유용하게 사용할 수 있음을 알 수 있다.

한편 대역폭은 1%이하로 협대역이다. 이것은 마이크로스트립 안테나의 일반적인 특성으로 향후 개선이 필요한 부분이다.

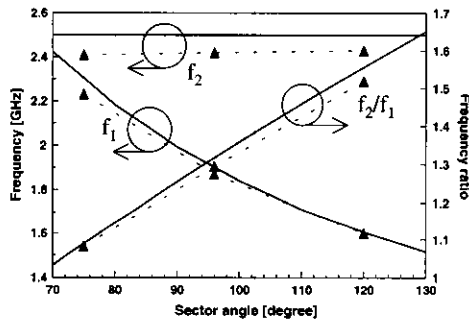
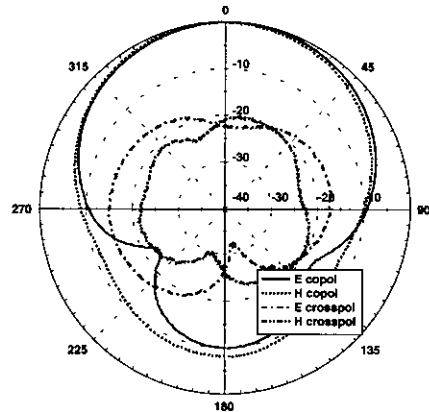


그림 6. 각도에 따른 처음 두 여기 주파수 및 주파수 비(실선 : 계산치, 점선 : 실험치)

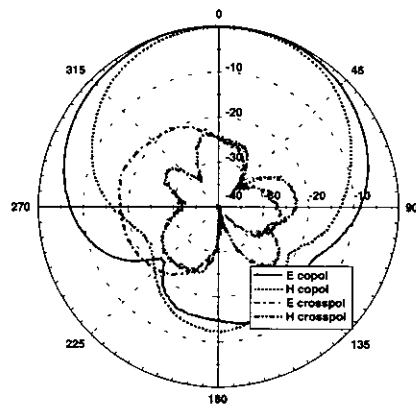
그림 7과 그림 8에 두 주파수의 비 f_2/f_1 가 최소 및 최대인 주파수에 대하여 E-평면 및 H-평면 복사 패턴을 측정하여 나타내었다. 먼저 $f_2/f_1=1.518$ ($\phi_0=120^\circ$)인 경우, 1.6GHz의 E-평면(x-z 평면) 및 H-평면(y-z 평면) 복사 패턴을 그림 7(a)에 나타내었으며, 2.43GHz의 E-평면(y-z 평면) 및 H-평면(x-z 평면) 복사 패턴을 그림 7(b)에 나타내었다. $f_2/f_1=1.08$ ($\phi_0=75^\circ$)인 경우, 2.23GHz의 E-평면(x-z 평면) 및 H-평면(y-z 평면) 복사 패턴을 그림 8(a)에 나타내었으며, 2.41GHz의 E-평면(y-z 평면) 및 H-평면(x-z 평면) 복사 패턴을 그림 8(b)에 나타내었다. co-pol 및 cross-pol의 복사패턴을 측정하였으며, cross-pol 레벨이 주빔(main beam) 방향에서 17dB 이상이 됨을 볼 수 있고, 두 주파수의 복사패턴이 서로 수직한 편파 특성을 갖는 것을 볼 수 있다.

한편 대역폭은 1%이하로 협대역이다. 이것은 마이크로스트립 안테나의 일반적인 특성으로 향후 개선이 필요한 부분이다.

그림 7과 그림 8에 두 주파수의 비 f_2/f_1 가 최소 및 최대인 주파수에 대하여 E-평면 및 H-평면 복사 패턴을 측정하여 나타내었다. 먼저 $f_2/f_1=1.518$ ($\phi_0=120^\circ$)인 경우, 1.6GHz의 E-평면(x-z 평면) 및 H-평면(y-z 평면) 복사 패턴을 그림 7(a)에 나타내었으며, 2.43GHz의 E-평면(y-z 평면) 및 H-평면(x-z 평면) 복사 패턴을 그림 7(b)에 나타내었다. $f_2/f_1=1.08$ ($\phi_0=75^\circ$)인 경우, 2.23GHz의 E-평면(x-z 평면) 및 H-평면(y-z 평면) 복사 패턴을 그림 8(a)에 나타내었으며, 2.41GHz의 E-평면(y-z 평면) 및 H-평면(x-z 평면) 복사 패턴을 그림 8(b)에 나타내었다. co-pol 및 cross-pol의 복사패턴을 측정하



(a) $f=1.6$ GHz



(b) $f=2.43$ GHz

그림 7. 측정된 복사 패턴 ($\phi_0=120^\circ$)

였으며, cross-pol레벨이 주빔 (main beam) 방향에서 17dB 이상이 됨을 볼 수 있고, 두 주파수의 복사패턴이 서로 수직한 편파 특성을 갖는 것을 볼 수 있다.

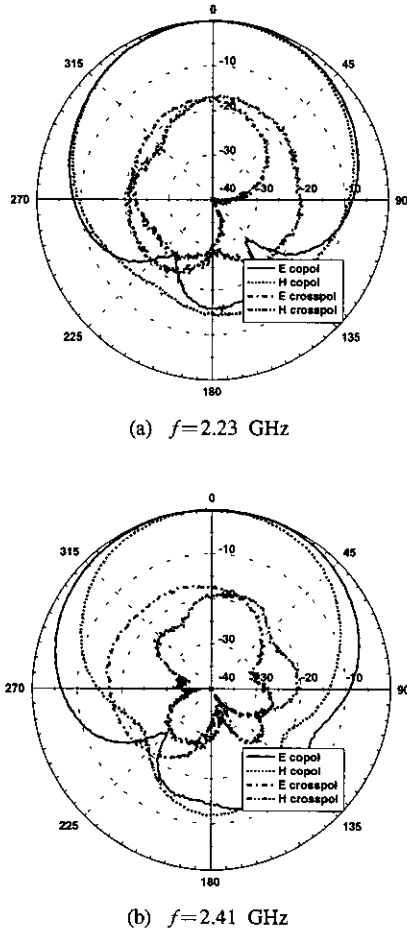


그림 8. 측정된 복사 패턴 ($\phi_0 = 75^\circ$)

IV. 결론

본 논문에서는 하나의 급전선을 갖는 원형 섹터 마이크로스트립 안테나를 사용하여 서로 수직한 편파 특성을 갖는 이중주파수 안테나를 설계하였다. 여기되는 모드 및 주파수를 공진기 모델을 사용하여 계산하였으며, 반경과 섹터 각도를 파라미터로 하여 여기되는 두 주파수를 설계할 수 있었다. 약 2GHz 대역에서 동작하는 안테나를 제작하여 반경을 고정하고 섹터 각도를 75° 에서 120° 까지 변화시켜, 여기되는 두 주파수의 비가 1.08에서 1.518까

지 변하는 것을 보였으며, 이론적으로 계산한 공진 주파수가 실험치와 약 4% 오차 범위내에서 일치함을 보였다. 또한 복사패턴을 측정하여 여기된 두 주파수가 서로 수직한 편파 특성을 갖고 있음을 보였다.

참고 문헌

- [1] J. S. Chen and K. L. Wong, "A single-layer dual-frequency rectangular microstrip patch antenna using a single probe feed," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 11, pp. 83-84, 1996.
- [2] H. Nakano and K. Vichien, "Dual-frequency square patch antenna with rectangular notch," *Electron. Lett.*, vol. 25, pp. 1067-1068, 1989.
- [3] K. L. Wong and S. T. Fang, "Reduced-size circular microstrip antenna with dual-frequency operation," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 18, pp. 54-56, 1998.
- [4] W. F. Richards, J.D. Ou, and S. A. Long, "A theoretical and experimental investigation of annular, annular sector, and circular sector microstrip antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 32, pp. 864-867, Aug. 1984.
- [5] L. C. Shen and S. A. Long, "The resonant frequency of a circular disc, printed-circuit antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 25, pp. 595-596, July 1977.
- [6] K. S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwells equations in isotropic media," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 14, pp. 302-307, 1966.

박 동 국(Dong-kook Park)

정희원



1987년 2월: 부산대학교

전자공학과(공학사)

1989년 2월: 한국과학기술원

전기 및 전자공학과

(공학석사)

1994년 8월: 한국과학기술원

전기 및 전자공학과

(공학박사)

1994년 8월~1996년 3월: LG전자 선임연구원

1996년 4월~현재: 한국해양대학교 전임강사, 조교수

2000년 1월~2001년 1월: 미국 UCLA 전기공학과
방문교수
<주관심 분야> 안테나, RF MEMS, 이동통신 부품

Tatsuo Itoh

정회원



1964년: 일본 Yokohama 대학
학사

1964년: 일본 Yokohama 대학
석사

1969년: 미국 Univ. of Illinois
at Urbana-Champaign
박사

1978년 7월~1990년 12월: 미국 Univ. of Texas at
Austin 교수

1991년 1월~현재: 미국 UCLA 전기공학과 교수
<주관심 분야> 밀리미터파 및 마이크로파 소자, 수
치해석, 집적 수동 소자 및 안테나